

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-078037

(43)Date of publication of application : 14.03.2000

(51)Int.Cl.

H04B 1/04

H03F 1/32

H03G 3/30

(21)Application number : 10-248153

(71)Applicant : FUJITSU LTD

(22)Date of filing : 02.09.1998

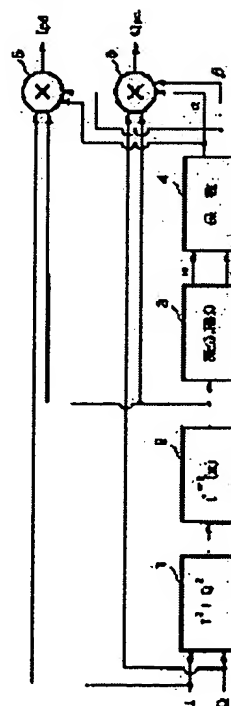
(72)Inventor : MANIWA TORU

(54) PREDISTORTER OF AMPLIFIER AND AMPLIFYING DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce the leakage electricity to an adjacent channel owing to widening of the band of a signal in the predistorter of an amplifier used for mobile communication.

SOLUTION: In a predistorter, an input signal inputted to an amplifier is previously deformed by the inverse characteristic of a characteristic between input/output in the amplifier for reducing the leakage electricity to the adjacent channel in amplifier output. A correction coefficient 4 corresponding to the differentiation or integration of the input signal or to two values is decided. The input signal is deformed based on the correction coefficient 4 and a final predistortion signal can be obtained.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 19.07.2002

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other
than the examiner's decision of rejection or
application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

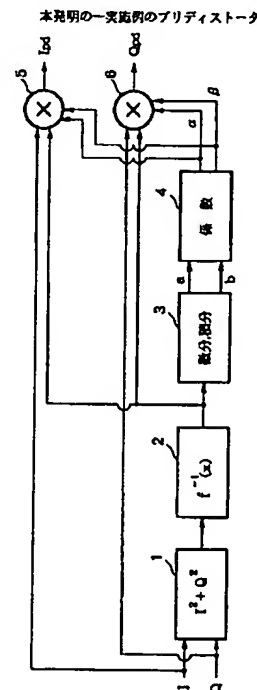
[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of requesting appeal against
examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office



【特許請求の範囲】

【請求項1】増幅器出力の隣接チャネル漏洩電力を低減するために、増幅器に入力される入力信号を増幅器の入力対出力特性の逆特性により予め変形するプリディストーション信号であって、入力信号の微分または積分またはその両方の値に対応する補正係数を決定し、その補正係数にも基づいて入力信号を変形して最終的なプリディストーション信号とるように構成した増幅器のプリディストーション信号。

【請求項2】該補正係数は、増幅器のバイアス回路の周波数特性、増幅器の周波数偏差または増幅器の高調波負荷特性偏差またはこれらの組合せを要因とする歪を削減するように決定されるものである請求項1記載の増幅器のプリディストーション信号。

【請求項3】入力信号の微分または積分またはその両方の値にかえて、入力信号の時系列における前回値と今回値との差信号に基づいて補正係数を決定するものである請求項1または2記載の増幅器のプリディストーション信号。

【請求項4】該補正係数は、予め測定された入力対2波相互変調歪特性に合うように予め決定されて記憶手段に保持されたものである請求項1〜3のいずれかに記載の増幅器のプリディストーション信号。

【請求項5】請求項1〜4のいずれかに記載のプリディストーション信号を用いて増幅器に入力する入力信号を変形するように構成した増幅装置において、該増幅器の出力電力に応じて係数を決定し、その係数をプリディストーション信号に与える変形を増幅器の出力電力に応じて変化させるように構成した増幅装置。

【請求項6】請求項1〜4のいずれかに記載のプリディストーション信号を用いて増幅器に入力する入力信号を変形するように構成した増幅装置において、増幅器の出力信号における隣接チャネルの信号をモニタし、その隣接チャネルの信号のレベルが低くなるように該プリディストーション信号の補正係数を変更する帰還回路を備えた増幅装置。

【請求項7】請求項1〜4のいずれかに記載のプリディストーション信号を用いて増幅器に入力する入力信号を変形するように構成した増幅装置において、増幅器の出力電流をモニタし、隣接チャネル漏洩電力が低い場合には、電源電圧またはバイアス値を変更して電流値を下げ、隣接チャネル漏洩電力が許容値を越えない範囲で増幅器の効率を上げるように構成した増幅装置。

【請求項8】増幅器出力の隣接チャネル漏洩電力を低減するために、増幅器に入力される入力信号を増幅器の入力対出力特性の逆特性により予め変形するプリディストーション信号であって、入力電力が増える場合と減る場合とで、入力信号に異なる係数を演算してプリディストーション信号とるように構成した増幅器のプリディストーション信号。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は移動体通信などに用いる増幅器のプリディストーションとこのプリディストーションを用いた増幅装置に関する。このプリディストーションは広帯域信号を扱う高周波電力増幅器に適用して特に有用である。

【0002】

【従来の技術】移動体通信では、隣接するチャネルに妨害を与えないように隣接チャネル漏洩電力(ACP)の低い電力増幅器が要求される。この要求を満たすために、従来は、増幅器の出力電力を隣接チャネル漏洩電力が少なくなる程度まで抑える出力バックオフ法を用いたり、増幅器の入出力特性の逆特性で送信信号を予め変形して増幅器に入力するプリディストーション法(特願平09-297297号「歪補償回路」)を用いるなどして、送信信号を線形化する手法がとられている。

【0003】前者の出力バックオフ法では、増幅器は出力が大きいほど効率が高いものであるのに出力バックオフ法はその動作出力を小さくするものであるため、効率の高い動作ができないという問題があるので、後者のプリディストーション法の採用が望まれる。

【0004】図15には、この後者のプリディストーション法を行うプリディストーション信号が示される。図15において、入力したベースバンド信号はプリディストーション21において変形され、その変形された入力信号はD/A変換器22を介して送信機23に入力される。この送信機23は入力信号電力を送信電力まで増幅するための電力増幅器を内蔵するものであり、この電力増幅器は一般に非線形特性 $f(x)$ を有している。プリディストーション21はこの非線形特性 $f(x)$ の逆特性 $f(x)^{-1}$ で入力信号を変形する回路であり、よってこの変形された入力信号は送信機23における増幅器の非線形特性 $f(x)$ で変形されることで、元の線形な入力信号の形に線形化されることになる。

【0005】図16にはこのプリディストーション21の従来例が示される。この従来例はベースバンド信号として直交変調されたIチャネル信号とQチャネル信号が入力される場合のものである。図16において、振幅値演算部1はベースバンド帯の入力信号I、Qの振幅値を $I^2 + Q^2$ の演算により求める。逆特性付加部2は後段の増幅器(図示しない)の入力対出力特性 $f(x)$ の逆特性 $f(x)^{-1}$ で振幅値($I^2 + Q^2$)をあらかじめ変形させる。乗算部5、6は、入力したベースバンド信号I、Qに逆特性付加部2で逆特性を付加した信号をそれぞれ乗じて最終的なプリディストーション信号 I_{pd} 、 Q_{pd} とする。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】このように、従来の高周波電力増幅器では、増幅器の入力対出力特性の非線形性に基づいて歪が発生することが知られているが、さらに、送信信号が広帯域信号となる場合には、増幅器のバ

イアス回路の周波数特性、増幅器の周波数偏差、増幅器の高調波負荷特性偏差などの、上記入力対出力特性の非線形性以外の要因によっても歪が大きくなる。このため、狭帯域と同じ隣接チャネル漏洩電力特性を得るには、増幅器の出力を下げなければならない、結果として効率が劣化するという問題がある。

【0007】図9と図10は狭帯域信号と広帯域信号の隣接チャネル漏洩電力(ACP)を比較するための図であり、図9には狭帯域信号の隣接チャネル漏洩電力のスペクトラムの例が示され、図10には広帯域信号の隣接チャネル漏洩電力のスペクトラムの例が示される。これらの図から明らかなように、この例では、狭帯域の場合(図9)に比較して広帯域の場合(図10)では、同じ隣接チャネル漏洩電力特性を得るのに約-6dBの出力バックオフが必要である。

【0008】しかしながら、従来の線形化手法だけでは、このような広帯域化に起因した隣接チャネル漏洩電力を低減することができなかった。

【0009】また、線形補償をする場合に、送信機の出力電力や周波数や温度などが変化すると隣接チャネル漏洩電力の低減効果が安定して得られなかったり、元々線形な領域では増幅器の効率が向上しないという問題もあった。

【0010】本発明は上述の問題点を鑑みてなされたものであり、広帯域化に起因する隣接チャネル漏洩電力の低減を目的とする。

【0011】

【課題を解決するための手段および作用】上述の課題を解決するために、本発明においては、増幅器出力の隣接チャネル漏洩電力を低減するために、増幅器に入力される入力信号を増幅器の入力対出力特性の逆特性により予め変形するプリディストータであって、入力信号の微分または積分またはその両方の値に対応する補正係数を決定し、その補正係数にも基づいて入力信号を変形して最終的なプリディストーション信号とるように構成した増幅器のプリディストータが提供される。信号が広帯域化した場合の増幅器のバイアス回路の周波数特性、増幅器周波数偏差、増幅器の高調波負荷特性偏差などの要因による歪に対しては、周波数応答に対応する入力信号の微分値または積分値またはその両方の値に応じた補正係数を決定し、この補正係数も用いて上記入力信号を変形することによって、広帯域化に起因した隣接チャネル漏洩電力を低減することができる。

【0012】上述のプリディストータは、入力信号の微分または積分またはその両方の値にかえて、入力信号の時系列における前回値と今回値との差信号に基づいて補正係数を決定するように構成できる。このように構成することで、メモリの節減や処理時間の高速化に対応したより現実的な装置を実現できる。

【0013】上記のプリディストータにおいて、補正係

数は、予め測定された入力対2波相互変調歪特性に合うように予め決定されて記憶手段に保持されるように構成できる。補正係数を解析的に求めることは容易ではないので、このような構成とすることで、プリディストータをより簡単に実現することができる。

【0014】また本発明においては、他の形態として、上記のプリディストータを用いて増幅器に入力する入力信号を変形するように構成した増幅装置において、該増幅器の出力電力に応じて係数を決定し、その係数をプリディストータの入力信号に演算することにより、プリディストーション信号に与える変形を増幅器の出力電力に応じて変化させるように構成した増幅装置が提供される。この増幅装置においては、目標とする出力電力の大きさに応じて、プリディストーション信号を計算するプリディストータに入力する入力信号に、係数を乗じてプリディストーション信号を可変することができ、これによって広い出力範囲に対して隣接チャネル漏洩電力の低減を行うことができる。

【0015】また本発明においては、また他の形態として、上記のプリディストータを用いて増幅器に入力する入力信号を変形するように構成した増幅装置において、増幅器の出力信号における隣接チャネルの信号をモニタし、その隣接チャネルの信号のレベルが低くなるように該プリディストータの補正係数を変更する帰還回路を備えた増幅装置が提供される。隣接チャネル漏洩電力のレベルをモニタすることによってそのレベルが低くなるように上記係数を適応可変する帰還回路を用いれば、周波数、入力レベル、温度などの外乱に強い隣接チャネル漏洩電力の低い増幅装置が実現できる。

【0016】また本発明においては、また他の形態として、上記のプリディストータを用いて増幅器に入力する入力信号を変形するように構成した増幅装置において、増幅器の出力電流をモニタし、隣接チャネル漏洩電力が低い場合には、電源電圧またはバイアス値を変更して電流値を下げ、隣接チャネル漏洩電力が許容値を越えない範囲で増幅器の効率を上げるように構成した増幅装置が提供される。このように、増幅器の電流値をモニタして隣接チャネル漏洩電力が規定の範囲内におさまるように増幅器の電源電圧やバイアス値を変更して電流値を下げることによって、増幅器の効率を向上することができる。

【0017】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明の実施形態を説明する。図1には本発明の一実施例としてのプリディストータの構成が示される。このプリディストータは、IチャネルとQチャネルの直交変調を行う送信機に適用されるものであり、送信するIチャネルとQチャネルのIQ信号(I信号とQ信号)を、あらかじめ増幅器の入力対出力特性の逆特性で変形して、その変形されたプリディストーション信号を増幅器に入力するもの

であるが、本発明では、このプリディストーション信号をさらに広帯域化の影響を補償するための補正係数で変形して最終的なプリディストーション信号 (I_{pd} , Q_{pd}) とするものである。

【0018】図1において、振幅値演算部1はベースバンド帯の入力信号 I 、 Q の振幅値を $I^2 + Q^2$ の演算により求めるものである。逆特性付加部2は後段の増幅器 (図示しない) の入力対出力特性 $f(x)$ の逆特性 $f(x)^{-1}$ で振幅値 ($I^2 + Q^2$) をあらかじめ変形させるものであり、ここでは逆特性 $f(x)^{-1}$ を振幅値 ($I^2 + Q^2$) に乗算する処理を行うものとする。

【0019】微分積分演算部3は逆特性付加部2で逆特性 $f(x)^{-1}$ でプリディストーションされた信号を微分して微分信号 a として出力し、また積分して積分信号 b として出力するものである。

【0020】係数発生部4は微分積分演算部3からの微分信号 a の値に応じて係数 α を、また積分信号 b の値に応じて係数 β をそれぞれ発生するものであり、この係数発生部4は係数 α 、 β を微分信号 a 、積分信号 b にそれぞれ対応させて予め記憶したメモリーテーブルの形態で実現される。

【0021】5、6は、入力したベースバンド信号 I 、

$$V(t) = R(t) \cdot I(t) = E_0 - L \cdot (dI(t)/dt)$$

(第1式)

電流値 $I(t)$ はこの微分方程式を解いて得られる。変調周波数が低い場合は2項目における電流値 $I(t)$ の微係数 ($dI(t)/dt$) は非常に小さいので、0とみなすことができる。一方、広帯域信号の場合、変調周波数が高い

$$I(t) = E_0 / R(t) - \{ (L/R(t)) \cdot (dI(t)/dt) \}$$

(第2式)

となる。ここで、

$$I = I_0 + \Delta I$$

(第3式)

$$I_0 = E_0 / R(t)$$

(第4式)

(ただし、 I_0 はインダクタンス L の影響がないとした場合の電流) として、 ΔI が小さいとすると、

$$I = I_0 \{ 1 + (L/R(t)^2) \cdot (dR(t)/dt) \}$$

(第5式)

となる。抵抗 $R(t)$ は入力電力 P_i の関数として測定されるので、

$$I = I_0 \{ 1 + (L/R(t)^2) \cdot (dR(t)/dP_i) \cdot (dP_i/dt) \}$$

(第6式)

となる。

【0026】つまり、広帯域信号でインダクタンス L の影響があるときに増幅素子を通る電流は、インダクタンス L の影響のない場合の電流値 I_0 を係数倍することで求められる。その係数は第6式の括弧の中のようになる。ここで、電流値 I の変化の割合は利得の変化の割合とほぼ等しいので、第6式によって広帯域信号に関する増幅器の利得特性を知ることができ、この利得特性に基づいて増幅器の出力から歪を除去できるよう増幅器の入力信号をその歪と逆特性で変形することで、最終的な増幅器出力から広帯域化に起因した歪を除去することがで

Q に逆特性付加部2において逆特性 $f(x)^{-1}$ でプリディストーションした信号をそれぞれ乗じるとともに、係数発生部4で発生した係数 α と β も乗じる乗算部であり、この乗算部5、6の出力信号がそれぞれ最終的なプリディストーション信号 I_{pd} 、 Q_{pd} となって後段の増幅器に入力される。

【0022】かかる構成とすることで、ベースバンド入力信号 I 、 Q を、増幅器の逆特性 $f(x)^{-1}$ でプリディストーションすることで増幅器の非線形性に起因する歪を補償するとともに、補正係数 α および β によってもプリディストーションすることで送信信号の広帯域化に起因する歪を補償して、これらの歪を除去するものである。

【0023】この実施例の動作原理を以下に説明する。増幅器の整合回路やバイアス回路は周波数特性を持つ。例えば、図2の様な非常に単純化したバイアス回路を考える。図2中、 E_0 は電圧源、 L はバイアス回路のインダクタンス、 $R(t)$ は増幅素子に相当する抵抗である。通常、増幅素子は電流源と見なすが、ここでは、入力電力によって変化する抵抗 $R(t)$ と見なすと、原理が分かりやすい。

【0024】バイアス回路のインダクタンス L により、増幅素子にかかる電圧 $V(t)$ は

ので、インダクタンス L の影響がでてくる。

【0025】すなわち、前出の第1式を抵抗 $R(t)$ で除算すると、

きる。

【0027】つまり、あらかじめ搬送波 CW の入出力特性から抵抗 R とその入力電力 P_i に対する微係数 ($dR(t)/dP_i$) を求めておけば、この微係数に対応した第6式の括弧内の値 ($(L/R(t)^2) \cdot (dR(t)/dP_i)$) の逆数を補正値として予めメモリに蓄えておき、入力電力 P_i の微分値 (dP_i/dt) をそのメモリにアドレスとして入力することで、それに対応する補正値が求まる。それによって歪を補正できる。

【0028】なお、実際の増幅素子とそのバイアス回路は、図3にその等価回路を示すように、キャパシタ C を

含む高周波の負荷回路などが影響したりするので、

$$I_c + (1/C) \cdot \int I_c dt = I \cdot R$$

(第7式)

のように積分が必要になったりする。このため、図1の実施例では、入力信号 $I^2 + Q^2$ を微分するだけでなく積分もして、その微分積分結果に対して補正值(係数 α, β)を発生している。

【0029】このように、実際の回路は、入力信号の微分だけでなく積分が必要になったり、あるいは第3式のような近似ができなくなったりするので、補正值を解析的に求めるのは非常に困難である。

【0030】そこで、かかる解析的手法による係数の決定法にかえて、図4に示すような係数決定法が有用である。この係数決定法は、入力信号に対して数MHz離れた2波のIMD(相互変調歪)特性を予め測定してメモリに蓄えておき、その測定したIMD特性と合うように係数を決定するものである。

【0031】図4において、入力信号 $x(t)$ としては、ベースバンド信号 I, Q の振幅 ($I^2 + Q^2$) が入力さ

$$\beta = A' + B' \cdot b + C' \cdot b^2 + D' \cdot b^3 + E' \cdot b^4 + \dots$$

の各定数 A', B', C', D', \dots を後述の方法で決定し、その結果求められる係数 β を乗算部15に入力して入出力特性演算部10の出力信号に乘じる。

【0035】FFT部16は乗算部15の出力信号に対して高速フーリエ変換(FFT)を施して周波数成分に変換する回路であり、その出力信号を減算部17に入力する。

【0036】減算部17には他方の入力信号として前述した入力対2波IMD特性が入力されており、減算部17はFFT部16の出力信号とこの入力対2波IMD特性との差分を求める。この差分信号は前述の係数 α 決定部13と係数 β 決定部14とに最適化のための信号として入力される。係数 α 決定部13と係数 β 決定部14とは、この差分信号が「0」若しくは最小値化されるように、それぞれの定数 A, B, C, D, \dots と定数 A', B', C', D', \dots の値を適宜変えてそれらの値を決定するものである。

【0037】図5には、微分積分値を単位時間前の信号との差 Δ とすることによって、メモリの節約や処理時間の高速化に対応したより現実的な実施例が示される。図5において、振幅値演算部1、逆特性付加部2、乗算部5、6は前述の図1の実施例と同じ機能のものである。この実施例では、逆特性付加部2からの出力信号は乗算部5、6に入力されるとともに、遅延部8と減算部7に入力される。遅延部8は入力信号を単位時間遅延させる回路である。減算部7は逆特性付加部2の出力信号から遅延部8の出力信号を減算する回路であり、その差分信号 Δ は係数発生器9に入力される。この係数発生器9は、入力した差分信号 Δ に応じて係数 $h(\Delta)$ を発生し、それを乗算部5、6にそれぞれ入力してベースバンド入力信

れる。入出力特性演算部10はこの入力信号 $x(t)$ に対して、後段増幅器の振幅の特性関数 $f(x)$ と位相の特性関数 $g(x)$ とを付与して乗算部15に入力する。

【0032】また、入力信号 $x(x)$ は微分演算部11に入力され、その微分結果である微分信号 a は係数 α 決定部13に入力される。同様に、入力信号 $x(x)$ は積分演算部12に入力され、その積分結果である積分信号 b は係数 β 決定部14に入力される。

【0033】係数 α 決定部13は、入力された微分信号 a に対応して係数 α

$$\alpha = A + B \cdot a + C \cdot a^2 + D \cdot a^3 + E \cdot a^4 + \dots$$

の各定数 A, B, C, D, \dots を後述の方法で決定し、その結果求められる係数 α を乗算部15に入力して入出力特性演算部10の出力信号に乘じる。

【0034】同様に、係数 β 決定部14は、入力された積分信号 b に対応して係数 β

号 I, Q に乘じる。これによりベースバンド信号 I, Q に対して、増幅器の非線形性に基づく歪と送信信号の広帯域化に基づく歪の補正が行われる。

【0038】図6には、前述の図4の係数決定回路と同様に、係数 $h(\Delta)$ を決定するための回路が示される。図6において、入出力特性演算部10、乗算部15、FFT部16、減算部17の構成は図4のものと同じである。相違点として、入力信号 $x(t) (= I^2 + Q^2)$ は、信号を単位時間遅延させる遅延部18と減算部19に入力され、減算部19でその差分信号 Δ が求められ、その差分信号 Δ は係数決定部20に入力される。係数決定部20は、係数 $h(\Delta)$

$$h(\Delta) = A + B \Delta + C \Delta^2 + D \Delta^3 + E \Delta^4 + \dots$$

の各定数 A, B, C, D, E, \dots を、減算部17の出力信号が「0」若しくは最小値化されるように決定する。

【0039】図7と図8はこの図5の実施例により広帯域信号の補正を考慮したプリディストーションを行った場合と行わない場合の隣接チャネル漏洩電力を比較する図である。図7は上記補正を考慮していないプリディストーションの結果を示すもので、図中の(I)は逆特性 $f(x)^{-1}$ による補償も行わないプリディストーション無しの場合の特性、(II)は逆特性 $f(x)^{-1}$ による補償だけで差分 Δ に応じた係数による補償を行っていないプリディストーションの場合の特性である。図8は上記補正を考慮したプリディストーションの結果を示すもので、図中の(I)は逆特性 $f(x)^{-1}$ による補償も行わないプリディストーション無しの場合の特性、(II)は逆特性 $f(x)^{-1}$ による補償だけでなく差分 Δ に応じた係数による補償も含めたプリディストーションの場合の特性であ

る。

【0040】これらの図からも明らかなように、本発明の手法を用いることによって、広帯域信号についての補正を考慮していない図7の特性では、隣接チャネル漏洩電力の低減効果が現れないが、この補正を考慮した図8の特性では隣接チャネル漏洩電力の低減効果が現れる。

【0041】図14にはこの図5のアリディストータの考え方を更に発展させたアリディストータの構成例が示される。図5の差分を用いる方法では、差分の取りうる値だけメモリ量が必要だが、差分の取りうる値を正の数と負の数、つまり信号が増加するときと減少するときのふたつに大別して、その二種類の場合に対応する逆特性 $f_1(x)^{-1}$ 、 $f_2(x)^{-1}$ を記憶したメモリを持つ事によっても、ある程度の隣接チャネル漏洩電力の低減が期待でき、メモリを節約できる。

【0042】図14中、振幅値演算部1、乗算部5、6は前述のものと同じである。遅延部41は信号を1単位時間遅延させるもの、比較器40は振幅値演算部1からの信号と遅延部41からの信号とを比較してその正負を判定してその正負結果を振幅 $(I^2 + Q^2)$ とともに出力するもの、逆特性付加部37は比較器40の比較結果が正の時の逆特性 $f_1(x)^{-1}$ を振幅値 $(I^2 + Q^2)$ に付加するもの、逆特性付加部38は比較器40の比較結果が負の時の逆特性 $f_2(x)^{-1}$ を振幅値 $(I^2 + Q^2)$ に付加するもの、セレクト39は比較器40の比較結果が正の時には逆特性付加部37の出力信号を、負の時には逆特性付加部38の出力信号を選択してそれぞれ乗算部5、6に送出するものである。

【0043】次に、上述のアリディストータを用いて、送信機の出力電力や周波数や温度などの変化に対しても安定した隣接チャネル漏洩電力の低減効果が得られるような構成を付加した実施例について説明する。

【0044】図11には送信機の出力電力の変化を補償できるようにした実施例が示される。送信機23の出力電力を可変する場合は、通常、送信機23に入力されるI/Q信号(I信号とQ信号)の振幅を小さくするものであるが、しかし、そうすると信号のダイナミックレンジがとれなくなり、信号雑音比が劣化する。これを避けるためにI/Q信号は一定の強度としておき、送信機23内で、電力増幅器の前段に置かれた減衰器や可変利得増幅器で出力電力を可変する。このような減衰器や可変利得増幅器を用いた結果、電力増幅器に入力する電力が小さくなると、この電力増幅器の歪は通常小さくなる。そのため、入力されたI/Q信号にプリディストーションが施されたままだと、かえって隣接チャネル漏洩電力が大きくなってしまう。

【0045】これを避けるために、送信機23の目標出力値に対して、その減衰器や可変利得増幅器のゲイン(減衰量や増幅度)を記憶した減衰量メモリ24を設けておいて、その出力で送信機23の減衰器や可変利得増

幅器のゲインを制御するとともに、その減衰量メモリ24の出力値に応じてプリディストータ50に入力されるベースバンド入力信号の振幅値を調整するようにしている。

【0046】すなわち、送信機23の出力電力を小さくする場合は、プリディストーションを計算するプリディストータ50に目標とする出力値を係数メモリ25を介して入力し、出力が小さい場合には、その出力が小さくなる分に応じて入力信号の振幅値を小さくするような係数を係数メモリ25にテーブルとして持ち、その値をI/Q信号の振幅値を計算する振幅値演算部1の入力側の信号に乗じたうえで、プリディストーションの係数を求めることによって、この問題を解決することができる。

【0047】図12には上述の送信電力の変化に加えて、増幅器の温度や周波数による変化も補償できるようにした実施例が示される。この実施例では、増幅器の温度や周波数による変化に対応するために、送信機23の出力の一部をモニタし、送信帯域 f_0 と隣接チャネル帯域 $f_0 \pm f_{acp}$ をフィルタ26~28で分離して各電力を検出器29~31で検出する。そしてそれらの電力をOR回路32と減算器3で比較する。送信帯域の信号は、隣接チャネル漏洩電力が既定の値(許容値を超えない範囲の値)になるだけ減衰させる。送信帯域の電力が隣接チャネル帯域の電力よりも小さければ、目標の出力に対応した係数を求めるメモリ25の値を変更し、計算上の目標とする出力値を最適化するようにI/Q信号に乗ずる係数テーブルを変更する。

【0048】図13には上述の送信電力、増幅器の温度や周波数による変化に加えて、電力増幅器に流れる電流値の大きさも考慮できるようにした実施例が示される。この実施例では送信機23の電力増幅器に流れる電流値を電流値モニタ36でモニターして制御回路34に通知するようにしておく。この制御回路34は、隣接チャネル帯域の方が大きければ、目標の出力に対応した係数を求める減衰量メモリ24の出力値を係数メモリ35により変更して計算上の出力値を上げ、電力増幅器の電源電圧またはバイアス電圧を変更し、増幅器の電流を下げるようにする。このようにすれば、電流を下げることによって増大した隣接チャネル漏洩電力分を、係数メモリ25によりプリディストータ50でのプリディストーションの係数を変更することで改善し、効率を向上することができる。この場合、電力増幅器の利得は低下するが、その分は電力増幅器の前段の減衰器または可変利得増幅器の利得を上げることによって、全体の利得の低下を防ぐようにする。

【0049】

【発明の効果】このようにして、本発明では、増幅器の非線形性に起因した隣接チャネル漏洩電力を低減するにあたって、信号が広帯域化することによって起こる隣接チャネル漏洩電力も低減することができる。

【0050】また、周波数や温度などの変化による増幅器の特性が変化しても隣接チャネル漏洩電力を低減することができ、電流値を下げることによって増幅器の効率も向上することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例としてのプリディストータの構成例を示す図である。

【図2】簡素化した増幅素子とバイアス回路の等価回路を示す図である。

【図3】増幅素子とバイアス回路のより実際に近い等価回路を示す図である。

【図4】実施例のプリディストータの係数決定手法の例を示す図である。

【図5】本発明の他の実施例としてのプリディストータの構成例を示す図である。

【図6】他の実施例のプリディストータの係数決定手法の例を示す図である。

【図7】本発明による隣接チャネル漏洩電力の低減効果を従来法と比較するための図であって、従来法によるプリディストーションの結果を示す図である。

【図8】本発明による隣接チャネル漏洩電力の低減効果を従来法と比較するための図であって、本発明によるプリディストーションの結果を示す図である。

【図9】狭帯域信号と広帯域信号の隣接チャネル漏洩電力の比較を行うための図であって、狭帯域信号の隣接チャネル漏洩電力のスペクトラムの例である。

【図10】狭帯域信号と広帯域信号の隣接チャネル漏洩電力の比較を行うための図であって、広帯域信号の隣接チャネル漏洩電力のスペクトラムの例である。

【図11】送信機の送信電力の変化を補償して隣接チャネル漏洩電力低減を行う構成の例を示す図である。

【図12】送信機の送信電力や、増幅器の温度や周波数による変化等を補償して隣接チャネル漏洩電力低減を行う構成の例を示す図である。

【図13】送信機の送信電力や出力電流、増幅器の温度や周波数による変化等を補償して隣接チャネル漏洩電力低減を行う構成の例を示す図である。

【図14】本発明のプリディストータの考えかたを更に発展させたプリディストータの構成例を示す図である。

【図15】従来のプリディストーション法を説明するための図である。

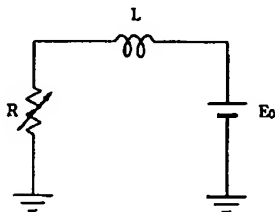
【図16】従来のプリディストータの構成例を示す図である。

【符号の説明】

- 1 振幅値演算部
- 2 逆特性付加部
- 3 微分積分演算部
- 4 係数発生部
- 5, 6 乗算部
- 7 減算部
- 8 遅延部
- 9 係数 $h(\Delta)$ 発生部
- 10 入出力特性演算部
- 11 微分演算部
- 12 積分演算部
- 13 係数 α 決定部
- 14 係数 β 決定部
- 15 乗算部
- 16 FFT(高速フーリエ変換)部
- 17 減算部
- 18 遅延部
- 19 減算部
- 20 係数 $h(\Delta)$ 決定部
- 21, 50 プリディストータ
- 22 D/A変換器
- 23 送信機
- 24 減衰量メモリ
- 25, 35 係数メモリ
- 26~28 フィルタ
- 29~31 電力検出器
- 32 OR回路
- 33 減算器
- 34 制御回路
- 35 電流値モニタ

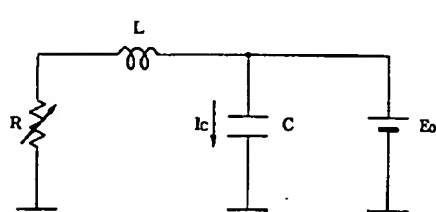
【図2】

簡素化した増幅素子とバイアス回路の等価回路



【図3】

増幅素子とバイアス回路の実際に近い等価回路



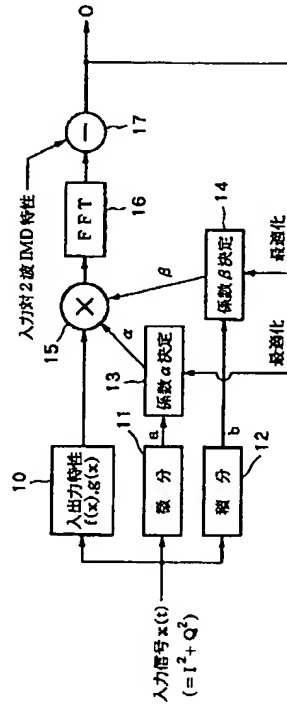
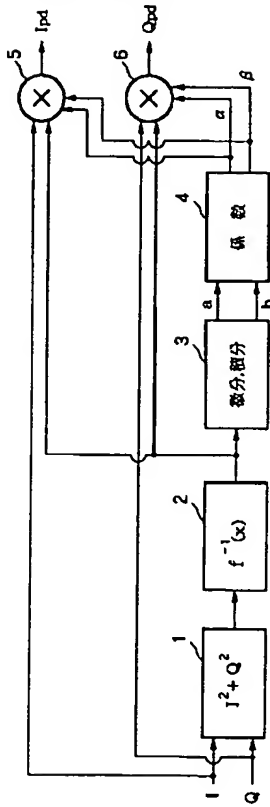
【図1】

【図4】

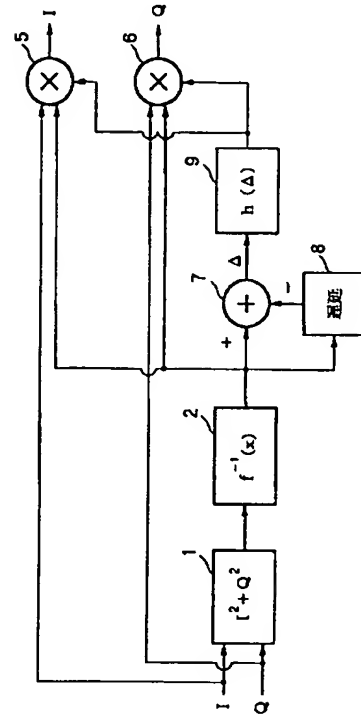
【図5】

本発明の一実施例のプリディストータ 実施例のプリディストータの係数決定手法例

本発明の他の実施例のプリディストータ



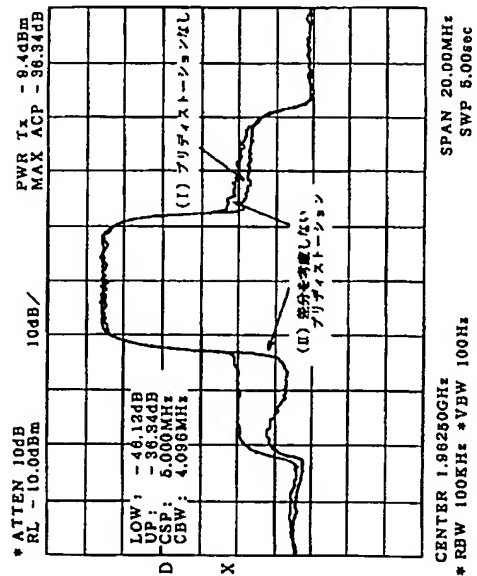
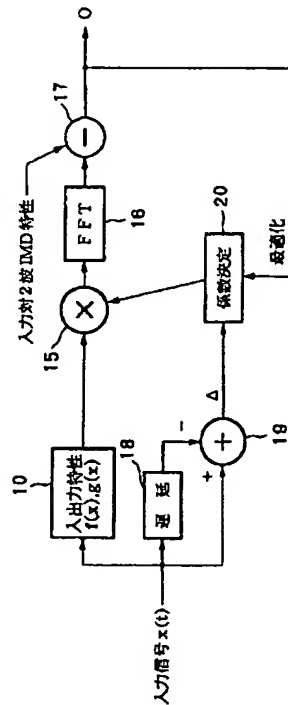
【図6】



【図7】

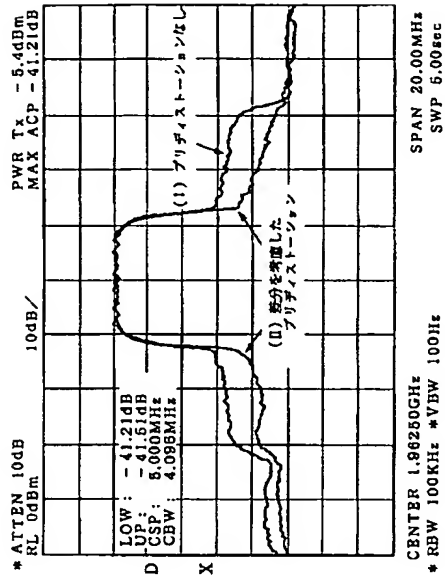
他の実施例のプリディストータの係数決定手法例

本発明を用いないプリディストーションの結果



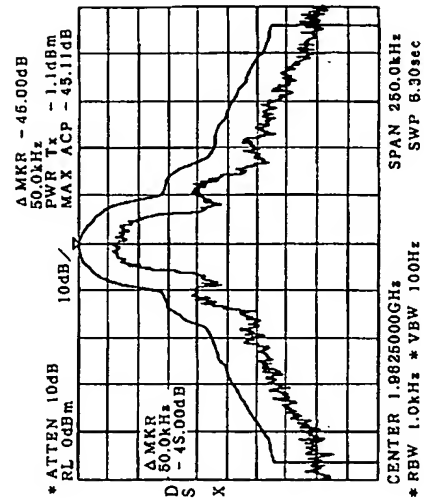
【図8】

本発明を用いたプリディストーションの結果



【図9】

狭帯域信号のスペクトラムの例

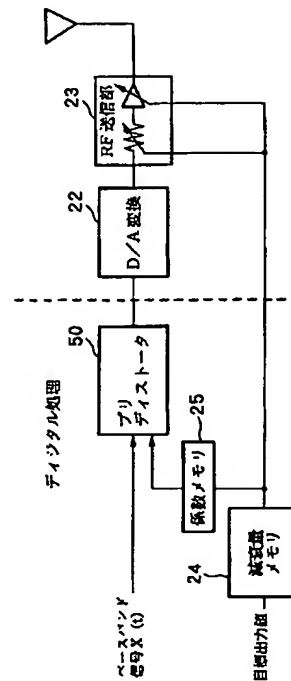
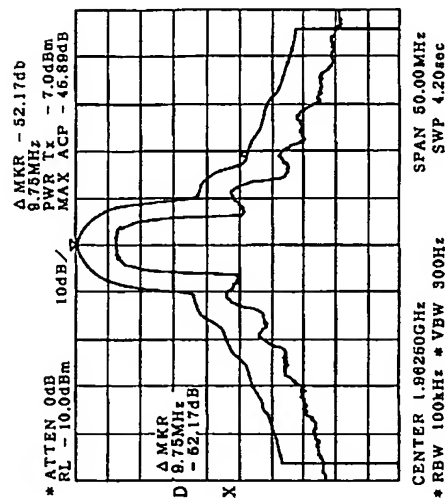


【図11】

本発明の隣接チャネル漏洩電力低減方式を用いた増幅装置の例

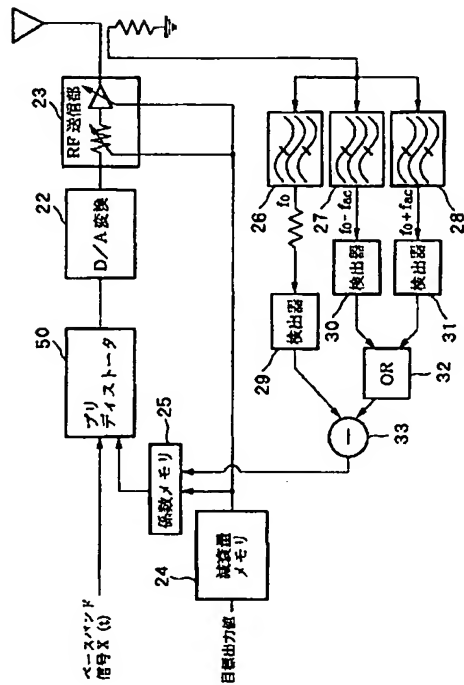
【図10】

広帯域信号の隣接チャネル漏洩電力の例
(出力は狭帯域に比較して-6dB)



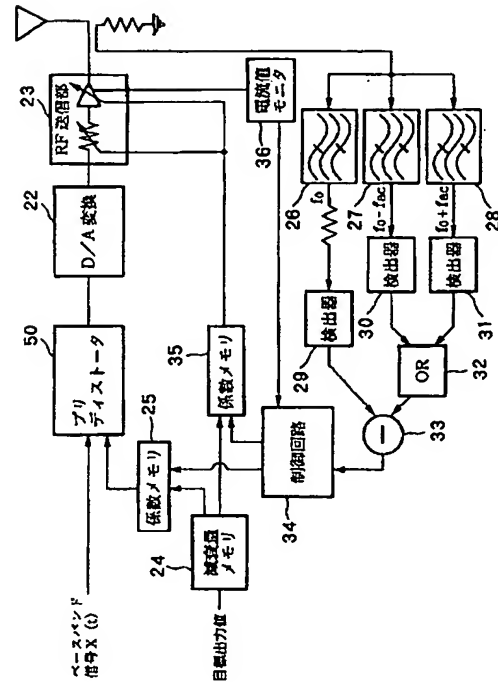
【図12】

本発明の隣接チャネル漏洩電力低減方式を用いた増幅装置の例



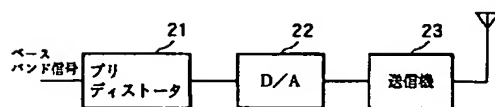
【図13】

本発明の隣接チャネル漏洩電力低減方式を用いた増幅装置の例



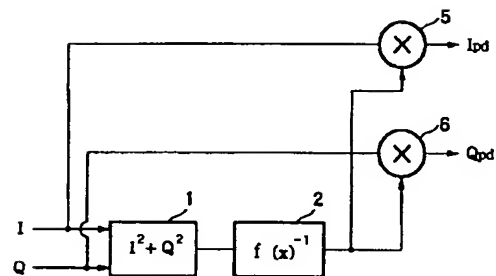
【図15】

プリディストーション法の原理



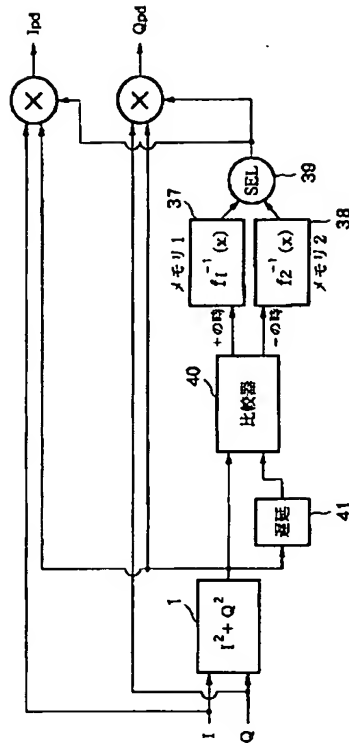
【図16】

プリディストータの従来例



【図14】

本発明のプリディストータの例



フロントページの続き

Fターム(参考) 5J090 AA01 AA41 CA27 FA08 FA17
GN03 GN05 GN06 HA26 HN01
HN02 HN03 HN04 HN06 HN07
HN08 KA13 KA15 KA23 KA25
KA26 KA30 KA31 KA34 KA44
KA55 MA11 NN16 SA14 TA01
TA03
5J100 JA03 LA03 LA04 LA06 LA07
LA08 LA09 LA11 QA01 QA02
SA01
5K060 BB05 BB07 DD04 FF00 HH03
HH33 HH34